

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 8月 1日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-225063

[ ST.10/C ]:

[ JP2002-225063 ]

出 願 人

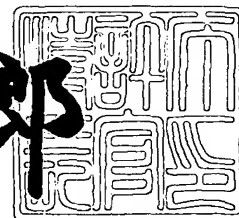
Applicant(s):

株式会社デンソー

2003年 6月13日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3046413

【書類名】 特許願

【整理番号】 PNID4043

【提出日】 平成14年 8月 1日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/14

【発明者】

    【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

    【氏名】 高橋 充

【特許出願人】

    【識別番号】 000004260

    【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

    【識別番号】 100082500

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 足立 勉

    【電話番号】 052-231-7835

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 007102

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

    【包括委任状番号】 9004766

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 復調方法及び復調器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調方法であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット  
対応区間毎に前記被変調信号の波数をカウントし、

そのカウント結果に基づいて前記デジタル信号の信号レベルを判定することを  
特徴とする復調方法。

【請求項 2】 請求項 1 記載の復調方法において、

前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅を  
ビット時間幅とし、該ビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、  
且つ、該ビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれ  
について、前記被変調信号の波数をカウントし、

そのカウント結果に基づいて前記開始タイミングのいずれかを、前記デジタル  
信号のビット境界に対応した同期タイミングとして特定し、該同期タイミングに  
より区分けされる前記ビット時間幅毎の区間を前記ビット対応区間とすることを  
特徴とする復調方法。

【請求項 3】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調方法であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅よ  
り短く設定された分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントし、

そのカウント結果に基づいて前記デジタル信号の信号レベルを判定することを  
特徴とする復調方法。

【請求項 4】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調器であって、  
前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット  
対応区間毎に前記被変調信号の波数をカウントするカウント手段と、

該カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記デジタル信号の信号レベル  
を判定するレベル判定手段と、

を備えることを特徴とする復調器。

【請求項 5】 前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビット境

界に対応した同期タイミングを特定する同期タイミング特定手段を備え、

前記カウント手段は、前記同期タイミング特定手段により特定された同期タイミングにて区分けされる区間を、前記ビット対応区間とすることを特徴とする請求項 4 記載の復調器。

【請求項 6】 前記同期タイミング特定手段は、

前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、該ビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれについて、前記被変調信号の波数をカウントする予備カウント手段と、

該予備カウント手段でのカウント結果に基づき、前記信号レベル判定手段での判定が容易となるようなカウント値が得られる前記カウント区間の開始タイミングを、前記同期タイミングとして選択する選択手段と、

からなることを特徴とする請求項 5 記載の復調器。

【請求項 7】 前記予備カウント手段は、

前記カウント区間での前記被変調信号の波数をカウントし、前記開始タイミングの設定を任意に切替可能なカウンタと、

該カウンタの動作タイミングを、前記開始タイミングのいずれかに順次切り替えるタイミング切替制御手段と、

からなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

【請求項 8】 前記選択手段が選択した同期タイミングにて動作するように前記カウンタを設定するタイミング設定手段を備え、

該タイミング設定手段による設定が行われたカウンタを、前記カウント手段として用いることを特徴とする請求項 7 記載の復調器。

【請求項 9】 前記予備カウント手段は、

前記カウント区間内での前記被変調信号の波数をカウントし、それぞれが互いに異なった開始タイミングで動作する複数のカウンタからなることを特徴とする請求項 6 記載の復調器。

【請求項 10】 前記選択手段が選択した同期タイミングにて動作する前記カウンタを、前記カウント手段として用いることを特徴とする請求項 9 記載の復調

器。

【請求項 1 1】 前記選択手段は、開始タイミングの異なるカウント区間毎に前記デジタル信号の各信号レベルのそれぞれについて、該信号レベルに対応すると推定されるカウント値の平均値を求め、

前記信号レベル間で前記平均値の差を判定値とし、該判定値が最大となるカウント区間の開始タイミングを選択することを特徴とする請求項 6 ～ 1 0 いずれか記載の復調器。

【請求項 1 2】 前記選択手段は、前記平均値の差の算出に用いたデータ数を、前記平均値の差に乗じた値を判定値とすることを特徴とする請求項 1 1 記載の復調器。

【請求項 1 3】 前記選択手段は、前記デジタル信号の各信号レベルの中間レベルに対応するカウント値の発生度数を求め、該発生度数が予め設定された規定値を超える開始タイミングを、選択対象から除外することを特徴とする請求項 6 ～ 1 2 いずれか記載の復調器。

【請求項 1 4】 前記カウント区間の開始タイミングの時間差が、前記ビット対応区間の二分の一未満の長さに設定されていることを特徴とする請求項 4 ～ 1 3 いずれか記載の復調器。

【請求項 1 5】 前記カウント区間の開始タイミングの種類が、2 の累乗個に設定されていることを特徴とする請求項 4 ～ 1 4 いずれか記載の復調器。

【請求項 1 6】 前記カウント区間の長さが、前記ビット対応区間の時間幅に等しく設定されていることを特徴とする請求項 4 ～ 1 5 いずれか記載の復調器。

【請求項 1 7】 F S K 変調された被変調信号を復調する復調器であって、前記被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、該ビット時間幅より短く設定された分割区間毎に前記被変調信号の波数をカウントするカウント手段と、

該カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記分割区間毎に信号レベルを判定するレベル判定手段と、

を備え、前記レベル判定手段にて判定された信号レベルに基づいて、復調されたデジタル信号を得ることを特徴とする復調器。

【請求項 1 8】 当該復調器により復調されるデジタル信号は二値信号からなり、

前記レベル判定手段は、前記被変調信号の中心周波数に対応する波数を判定しきい値として用いることを特徴とする請求項 4 ～ 1 7 いずれか記載の復調器。

【請求項 1 9】 前記カウント手段でのカウント結果に基づいて、前記判定しきい値を設定するしきい値設定手段を備えることを特徴とする請求項 1 8 記載の復調器。

【請求項 2 0】 前記しきい値設定手段は、前記判定しきい値として、前記カウント手段でのカウント結果から、該カウント結果の最大値と最小値との中間値を求めることを特徴とする請求項 1 9 記載の復調器。

【請求項 2 1】 前記しきい値設定手段は、前記判定しきい値として、前記カウント手段でのカウント結果から、該カウント結果の平均値を求めることを特徴とする請求項 1 9 記載の復調器。

【請求項 2 2】 前記しきい値設定手段は、前記カウント手段でのカウント結果から得られたカウント値の分布に二つのピークが存在する場合には、前記判定しきい値として、両ピークの中間値を求めることを特徴とする請求項 1 9 記載の復調器。

【請求項 2 3】 前記カウント手段は、前記カウント区間内でカウントされる最大値と最小値との差を識別可能なビット幅を有することを特徴とする請求項 4 ～ 2 2 いずれか記載の復調器。

【請求項 2 4】 周囲の電波環境を推定する電波環境推定手段と、  
該電波環境推定手段により、電波環境が悪いと判定された時には、当該復調器の動作を停止させる停止手段と、

を備えることを特徴とする請求項 4 ～ 2 3 いずれか記載の復調器。

【請求項 2 5】 前記電波環境推定手段は、前記カウント手段でのカウント結果のばらつきが、予め設定された上限値を超える場合に、電波環境が悪いものと判定することを特徴とする請求項 2 4 記載の復調器。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、F S K (Frequency Shift Keying) 変調された信号を復調する復調方法及び復調器に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

従来より、デジタル信号を無線伝送する際に使用される変調方式の一つとして、搬送波の周波数を変調し、デジタル信号の各信号レベルにそれぞれ異なった周波数を対応させる F S K 変調が知られている。

【0 0 0 3】

図 1 0 は、F S K 変調された被変調信号を復調する復調器を搭載した F S K 受信機の一般的な構成を示すブロック図である。

図 1 0 に示すように、F S K 受信機 1 0 2 は、図示しない送信機からの送信電波を捕捉するアンテナ 1 0 4 と、アンテナ 1 0 4 から供給される受信信号から所望周波数帯の信号成分を抽出するバンドパスフィルタ (R F - B P F) 1 0 6 と、R F - B P F 1 0 6 の出力を増幅する R F 増幅器 1 0 8 と、R F 増幅器 1 0 8 の出力を局部発信器 1 1 0 が生成するローカル信号と混合して中間周波 (I F) 信号に変換するミキサ 1 1 2 と、ミキサ 1 1 2 の出力から不要な信号成分を除去するバンドパスフィルタ (I F - B P F) 1 1 4 と、I F - B P F 1 1 4 の出力を増幅する I F 増幅器 1 1 6 とを備えており、この I F 増幅器 1 1 6 の出力が復調器 1 2 0 に供給されるように構成されている。

【0 0 0 4】

ここで、図 1 1 (a) は、代表的な復調方式の一つであるクォドラチャ復調を行う復調器の構成を示すブロック図である。

図 1 1 (a) に示すように、クォドラチャ復調器は、復調すべき被変調信号 (ここでは I F 信号) と、この被変調信号に位相器 1 2 2 を通過させることで位相を変化させた信号とを、乗算器 1 2 4 にて混合し、その出力をローパスフィルタ (L P F) 1 2 6 にて平滑化したものを、比較器 1 2 8 にて信号レベルを判定して 2 値化することで、復調されたデジタル信号を得るようにされている。

【0 0 0 5】

なお、位相器 1 2 2 は、F S K 変調された被変調信号の中心周波数を  $f_0$ 、入力信号の周波数を  $f$  として、 $f = f_0$  であれば  $90^\circ$  ( $=\pi/2$  [rad]) の位相回転を生じさせ、また、 $f < f_0$  であれば  $90^\circ$  より小さな位相回転を生じさせ、逆に、 $f > f_0$  であれば  $90^\circ$  より大きな位相回転を生じさせるように構成されている。

【0 0 0 6】

従って、乗算器の出力は、 $f = f_0$  (位相回転量： $\pi/2$ ) であれば (5) 式、 $f < f_0$  (位相回転量： $\pi/2 - \alpha$ ) であれば (6) 式、 $f > f_0$  (位相回転量： $\pi/2 + \alpha$ ) であれば (7) 式にて表されることになる。但し、 $0 < \alpha < \pi/2$  とする。

【0 0 0 7】

$$\sin(\theta) \times \sin(\theta + \pi/2) = \{\sin(2\theta)\} / 2 \quad (5)$$

$$\sin(\theta) \times \sin(\theta + \pi/2 - \alpha) = \{\sin(2\theta - \alpha) + \sin(\alpha)\} / 2 \quad (6)$$

$$\sin(\theta) \times \sin(\theta + \pi/2 + \alpha) = \{\sin(2\theta + \alpha) - \sin(\alpha)\} / 2 \quad (7)$$

つまり、乗算器の出力を平滑化すると、(2) (3) 式の右辺の第 2 項に示された直流成分  $\pm \sin(\alpha)$  が抽出され、 $f < f_0$  であればプラス、 $f > f_0$  であればマイナスとなる。従って、この抽出された信号を比較器で判定することにより、送信されたデジタル信号が復元されるのである。

【0 0 0 8】

また、クオドラチャ復調とは別の F S K 復調器として、図 1 1 (b) に示すように、ワンショット・マルチバイブレータを用いたデジタル型の F S K 復調器も知られている。

この F S K 復調器では、ワンショット・マルチバイブレータ 1 3 4 が、 $f = f_0$  であればデューティ 50%、 $f < f_0$  であればデューティ 50% 未満、 $f > f_0$  であればデューティ 50% より大となるパルスを出力するように構成されている。従って、このワンショット・マルチバイブレータ 1 3 4 の出力を L P F 1 3 6 で平滑化し、この L P F の出力を、比較器 1 3 8 にて、デューティ 50% の出力に相当する信号レベルを有したしきい値と大小比較することにより、送信されたデジタル信号が復元される。



## 【 0 0 0 9 】

しかし、前出のクォドラチャ復調器では位相器 1 2 2，乗算器 1 2 4，L P F 1 2 6 が用いられ、また、後出のワンショット・マルチバイブレータを用いた F S K 復調器でも L P F 1 3 6 が用いられている。つまり、いずれの復調器も L S I への内蔵が困難なコイルやコンデンサ等からなるアナログ回路を用いて構成されているため、小型化が困難であり、大幅なコストの削減を期待できないという問題があった。

## 【 0 0 1 0 】

これに対して、特開平 1 0 - 1 7 3 7 1 5 号公報には、復調器への入力信号より周波数の高いシステムクロックを用いてカウンタを動作させ、所定のタイミングでカウント値を取り込み、その取り込んだカウント値から入力信号の位相、ひいては入力信号の周波数を特定するように構成された復調器が開示されている。

## 【 0 0 1 1 】

この復調器では、カウンタ，レジスタ，論理回路によりアナログ回路を用いることなく構成できるため、L S I への内蔵が可能であり小型化、低コスト化を実現できる。

## 【 0 0 1 2 】

## 【発明が解決しようとする課題】

しかし、この復調器では、入力信号より周波数の高い高速なシステムクロックが必要なため、受信信号をそのまま復調器に入力することができず、必然的に、図 1 0 に示すように、受信信号を I F 信号に変換するための構成（局部発信器、ミキサ、I F - B P F、I F 増幅器等）が必要となる。

## 【 0 0 1 3 】

即ち、復調器が適用される F S K 受信機全体でみた場合、復調器の部分はアナログ回路を用いることなく構成できても、その前段の I F 信号に変換する部分にアナログ回路（コイル，コンデンサ，S A W 素子など）が必要となるため、大幅な小型化やコストの削減を図ることができないという問題があった。

## 【 0 0 1 4 】

本発明は、上記問題点を解決するために、アナログ回路を必要とせず、F S K

受信機の構成を簡略化可能な復調方法及び復調器を提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するための発明である請求項1記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいてデジタル信号の信号レベルを判定する。

【0016】

このように、本発明の復調方法によれば、被変調信号をクロックとしてカウントを行うことで取得した変調信号の波数のカウント値に基づいて、デジタル信号の信号レベルを判定するようにされているため、アナログ回路による処理を必要とすることなく被変調信号をデジタル信号に復調することができる。

【0017】

また、本発明の復調方法によれば、被変調信号より周波数の高い信号を使用する必要がないため、受信信号（RF信号）を中間周波信号（IF信号）に変換することなく、そのまま復調することができる。その結果、RF信号をIF信号に変換するための構成を省略でき、当該復調方法を適用したFSK受信機の構成を大幅に簡略化できる。

【0018】

次に請求項2記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の1ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、このビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、そのビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウント区間のそれぞれについて被変調信号の波数をカウントする。そして、そのカウント結果に基づいて開始タイミングのいずれかを、デジタル信号のビット境界に対応した同期タイミングとして特定し、その同期タイミングにより区分けされるビット時間幅毎の区間をビット対応区間としている。

【0019】

このように、本発明の復調方法によれば、復調されるべきデジタル信号の各ビットに、ビット対応区間を正しく対応させることができるため、精度よく復調を

行うことができるだけでなく、このような処理を、各カウント区間でのカウント値に基づいて行っているため、アナログ回路を用いることなく実現することができる。

【 0 0 2 0 】

また、請求項 3 記載の復調方法では、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいてデジタル信号の信号レベルを判定する。

【 0 0 2 1 】

この場合、例えば、分割区間を、復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅（ビット時間幅）の  $1/M$  に設定した時には、同一レベルが連続する  $M$  個分の分割区間を 1 ビットと見なせばよいため、別途、同期タイミングを特定することなく、デジタル信号を復調することができる。

【 0 0 2 2 】

次に請求項 4 記載の復調器では、カウント手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビットに対応するビット対応区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいて、レベル判定手段が、デジタル信号の信号レベルを判定する。

【 0 0 2 3 】

つまり、本発明の復調器は、請求項 1 記載の復調方法を実現する装置であり、従って、請求項 1 記載の復調方法を実行した場合と同様の効果を得ることができる。

また、本発明の復調器は、アナログ回路を用いることなく構成可能なため、LSI に内蔵することができ、当該復調器を小型化できる。しかも、本発明の復調器を用いて FSK 受信機を構成した場合には、受信信号をそのまま被変調信号として用いることが可能なため、受信信号を IF 信号に変換するための構成を省略できる。従って、FSK 受信機の構成を大幅に簡略化でき、また大幅な小型化及び低コスト化を図ることができる。

【 0 0 2 4 】

次に請求項 5 記載の復調器では、同期タイミング特定手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の各ビット境界に対応した同期タイミングを特定し、カウント手段は、この同期タイミング特定手段により特定された同期タイミングにて区分けされる区間をビット対応区間とする。

## 【 0 0 2 5 】

なお、同期タイミング特定手段は、例えば、請求項 6 記載のように、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅をビット時間幅とし、このビット時間幅内で互いに異なった開始タイミングを有し、且つ、そのビット時間幅を周期として繰り返す複数種類のカウンthouse間のそれぞれについて、予備カウント手段が、被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づき、選択手段が、信号レベル判定手段での判定が容易となるようなカウント値が得られるカウンthouse間の開始タイミングを、同期タイミングとして選択するように構成すればよい。

## 【 0 0 2 6 】

このうち、予備カウント手段は、例えば、請求項 7 記載のように、カウンthouse間での被変調信号の波数をカウントし、開始タイミングの設定を任意に切替可能な単一のカウンthouseを用いて、タイミング切替制御手段が、カウンthouseの動作タイミングを開始タイミングのいずれかに順次切り替えるように構成してもよいし、請求項 9 記載のように、カウンthouse間内での前記被変調信号の波数をカウントし、それぞれが互いに異なった開始タイミングで動作する複数のカウンthouseを用いて構成してもよい。

## 【 0 0 2 7 】

そして、予備カウント手段が単一のカウンthouseからなる場合には、請求項 8 記載のように、選択手段が選択した同期タイミングにて動作するように前記カウンthouseを設定するタイミング設定手段を備え、このタイミング設定手段による設定が行われたカウンthouseを、カウント手段として用いるようにすればよい。

## 【 0 0 2 8 】

また、予備カウント手段が複数のカウンthouseからなる場合には、請求項 1 0 記載のように、その複数のカウンthouseの中から、選択手段が選択した同期タイミングに

て動作するカウンタを、カウント手段として用いるようにすればよい。

一方、選択手段は、例えば請求項 1 1 記載のように、開始タイミングの異なるカウント区間毎に、デジタル信号の各信号レベルのそれぞれについて、その信号レベルに対応すると推定されるカウント値の平均値を求め、信号レベル間で平均値の差が最大となるカウント区間の開始タイミングを選択するように構成すればよい。

#### 【0029】

例えば、復調すべきデジタル信号が 2 値信号である場合を考えると、カウント手段から得られるカウント値の分布は、開始タイミングがビット境界と一致しているカウント区間については、図 8 (a) に示すように、各信号レベルに割り当てた周波数  $F_0 \pm F_1$  に対応する波数（カウント値）付近にそれぞれピークを有した形状となる。但し、信号レベルの出現比率に偏りがある場合には、図 8 (b) に示すように、これらのピークは異なった大きさとなる。

#### 【0030】

また、開始タイミングがビット境界の中間にあるカウント区間については、図 8 (d) に示すように、二つのピークが重なった分布となり、図 8 (a) と図 8 (d) の中間では、図 8 (c) のような分布となる。

これらカウント値の分布からわかるように、中心周波数  $F_0$  に対応する波数より大きいかな否かにより、いずれの信号レベルに対応するかを推定して、上述の判定値の差による判定を行えば、開始タイミングがビット境界に近いカウント区間が選択されるのである。

#### 【0031】

但し、上述のように、判定値として平均値の差を用いると、中心値  $F_0$  に対応するカウント結果が判定値に反映されないことから、図 8 (d) のケースでも、ノイズのみから平均値を計算して、結果として平均値の差が、図 8 (c) のケースより大きくなることもある。

#### 【0032】

このため、単に平均値の差を判定値とするよりも、請求項 1 2 記載のように、その平均値の差の算出に用いたデータ数を、その平均値の差に乗じた値を判定値

とすることが望ましい。

また、判定値を求める前に、例えば請求項 1 3 記載のように、デジタル信号の各信号レベルの中間レベル（被変調信号の中心周波数）に対応するカウント値の発生度数を求め、その発生度数が予め設定された規定値を超える開始タイミングを、選択対象から除外するように構成してもよい。

#### 【 0 0 3 3 】

ここで、被変調信号の中心周波数を  $F_0$  とし、この中心周波数  $F_0$  から  $\pm F_1$  だけ離れた周波数がデジタル信号の各信号レベルに対応し、更に、カウント区間を復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅（ビット時間幅） $T$  と一致しているものとする。この前提で、図 9 に示すように、カウント区間の開始タイミングが、ビット境界から時間  $x$  ( $< T/2$ ) だけ進んでいる場合を考える。

#### 【 0 0 3 4 】

この開始タイミングで、周波数  $F_0 + F_1$  の被変調信号が主として含まれるカウント区間でカウント値  $W_{n+}$  は (1) 式、周波数  $F_0 - F_1$  の被変調信号が主として含まれるカウント区間でのカウント値  $W_{n-}$  は (2) 式にて表される。但し、1 ビット毎に信号レベルが反転しているものとする。

#### 【 0 0 3 5 】

$$\begin{aligned} W_{n+} &= (F_0 + F_1) \cdot (T - x) + (F_0 - F_1) \cdot x \\ &= (F_0 + F_1) \cdot T - 2 \cdot F_1 \cdot x \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} W_{n-} &= (F_0 - F_1) \cdot (T - x) + (F_0 + F_1) \cdot x \\ &= (F_0 - F_1) \cdot T + 2 \cdot F_1 \cdot x \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、開始タイミングがビット境界と一致 ( $x = 0$ ) している時の波数は、 $W_{n+} = (F_0 + F_1) \cdot T$  個、 $W_{n-} = (F_0 - F_1) \cdot T$  個なので、同期ずれが原因で生じた波数の誤差は、いずれの場合も  $2 \cdot F_1 \cdot x$  個である。

#### 【 0 0 3 6 】

つまり、開始タイミングとビット境界とのずれが、 $2 \cdot F_1 \cdot x < 1$  であれば、同期（開始タイミングとビット境界とが一致）したとみなすことができる。即ち、同期の分解能は  $x < 1 / (2 \cdot F_1)$  である。

また、(3) 式に示すように、カウント値  $W_{n+}$  が中心周波数  $F_0$  に対する波数  $F_0 \cdot T$  より大きく、また、カウント値  $W_{n-}$  が中心周波数  $F_0$  に対する波数  $F_0 \cdot T$  より小さければ、信号レベルを正しく判定できる。なお、(4) 式は (3) 式を整理することで得られる。

【0037】

$$W_{n-} < F_0 \cdot T < W_{n+} \quad (3)$$

$$x < T \cdot 2 \quad (4)$$

つまり、請求項 14 記載のように、カウント区間の開始タイミングの時間差は、ビット対応区間の二分の一未満の長さに設定されていればよく、換言すれば、ビット対応期間内に 3 個以上のタイミングが用意されていればよい。但し、実際の回路では、開始タイミングを生成する回路を簡易な構成とするため、請求項 15 記載のように、カウント区間の開始タイミングの種類は、2 の累乗個に設定されていることが望ましい。

【0038】

また、カウント区間の長さは、請求項 16 記載のように、ビット対応区間の時間幅以下であればよいが、信頼性の面からは長いほど良く、ビット対応区間の時間幅に等しく設定されていることが望ましい。

なお、ビット時間幅の  $M$  分の 1 の長さの分割区間毎にカウント値を取得し、連続する  $M$  個の分割区間を一つのカウント区間とし、 $M$  個の分割区間のカウント値の合計値を、そのカウント区間のカウント値とするように構成してもよい。この場合、カウンタの数を増やすことなく、開始タイミングの種類を簡単に増やすことができる。

【0039】

次に、請求項 17 記載の復調器では、カウント手段が、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅より短く設定された分割区間毎に被変調信号の波数をカウントし、そのカウント結果に基づいて、レベル判定手段が、分割区間毎に信号レベルを判定し、その判定された信号レベルに基づいて、復調されたデジタル信号を得る。

【0040】

つまり、本発明の復調器は、請求項 3 記載の復調方法を実現するものであり、従って、請求項 3 記載の復調方法を実施した場合と同様の効果を得ることが出来る。

ところで、当該復調器により復調されるデジタル信号が二値信号である場合には、請求項 1 9 記載のように、レベル判定手段は、被変調信号の中心周波数に対応する波数を判定しきい値として用いるように構成すればよい。

#### 【 0 0 4 1 】

なお、判定しきい値は予め設定された固定値を用いてもよいが、請求項 1 8 記載のように、しきい値設定手段が、カウント手段でのカウント結果に基づいて、判定しきい値を設定するように構成してもよい。

この場合、しきい値設定手段は、例えば請求項 2 0 記載のように、判定しきい値として、カウント手段でのカウント結果から、そのカウント結果の最大値と最小値との中間値を求めてもよいし、請求項 2 1 記載のように、判定しきい値として、カウント手段でのカウント結果から、そのカウント結果の平均値を求めてもよい。また、しきい値設定手段は、請求項 2 2 記載のように、カウント手段でのカウント結果から得られたカウント値の分布に二つのピークが存在する場合には、判定しきい値として、両ピークの中間値を求めてもよい。

#### 【 0 0 4 2 】

ところで、F S K 変調に使用する搬送波の中心周波数と比較して、各信号レベルに割り当てられる周波数の周波数差が小さい場合、各信号レベルに対応する両カウント区間でのカウント値の差は、これらの全カウント値と比較して非常に小さなものとなる。

#### 【 0 0 4 3 】

具体的には、被変調信号に使用する周波数を  $F 0 \pm F 1$  として、 $F 0 = 5 0 0$  MHz、 $F 1 = 3 0$  kHz、カウント区間を 1 ms とすると、カウント区間中にカウントされる波数（全カウント値）は、被変調信号の周波数が  $F 0 + F 1$  の時には 5 0 0 0 3 0 個であり、周波数が  $F 0 - F 1$  の時には 4 9 9 9 7 0 個であるのに対して、両カウント値の差は 6 0 である。

#### 【 0 0 4 4 】



つまり、これだけの波数をカウントするには、単純には 19 ビットものカウンタが必要となる。しかし、これらのカウント値は、中心周波数  $F_0$  に対する波数のカウント値 (500000 個) に対して、どれだけ大きいか、又は小さいかが情報として重要であるため、この相対的な値を得ることができれば充分である。

【0045】

そこで、請求項 23 記載のように、カウント手段は、前記カウント区間内でカウントされる最大値と最小値との差を識別可能なビット幅を有するように構成することが望ましい。

なお、請求項 20～23 では、カウント手段の変わりに予備カウント手段を用いてもよい。

【0046】

次に、請求項 24 記載の復調器では、電波環境推定手段が、周囲の電波環境を推定し、この電波環境推定手段により電波環境が悪いと判定された時には、停止手段が、当該復調器の動作を停止させる。

従って、本発明の復調器では、受信を行ってもその受信信号からデジタル信号への復調を正しく行うことができない状態の時に、受信動作が行われることによって、無駄に電力が消費されてしまうことを防止できる。

【0047】

なお、電波環境推定手段は、例えば、請求項 25 記載のように、カウント手段でのカウント結果のばらつきが、予め設定された上限値を超える場合に、電波環境が悪いものと判定するように構成すればよい。

【0048】

【発明の実施の形態】

以下に本発明の実施形態を図面と共に説明する。

〔第 1 実施形態〕

図 1 は、(a) が本実施形態の復調器の構成を示すブロック図、(b) がその復調器を搭載した FSK 受信機の構成を示すブロック図である。

【0049】

図 1 (b) に示すように、FSK 受信機 2 は、図示しない送信機からの送信電

波を補足するアンテナ 4 と、アンテナ 4 から供給される受信信号から所望周波数帯の信号成分を抽出するバンドパスフィルタ (RF-BPF) 6 と、RF-BPF 6 の出力を増幅する RF 増幅器 8 と、RF 増幅器 8 の出力をデジタル信号に復調する復調器 10 とからなる。

## 【0050】

なお、一般に、アンテナ 4 や RF 増幅器 8 は、捕捉できる電波や増幅できる信号の周波数帯域が制限されるので、これらの制限により不要な信号成分を十分に除去できる場合には、RF-BPF 6 を省略してもよい。

また、受信信号 (被変調信号) は、「0」「1」の 2 値信号からなるデジタル信号にて FSK 変調されており、デジタル信号の信号レベル「0」には周波数  $F_0 + F_1$ 、信号レベル「1」には周波数  $F_0 - F_1$  が割り当てられているものとする。

## 【0051】

次に、本実施形態の復調器 10 は、図 1 (a) に示すように、当該復調器 10 への入力信号、即ち FSK 変調された被変調信号の波数をカウントするカウント手段及び予備カウント手段としてのカウント部 12 を備えている。このカウント部 12 は、入力信号 (被変調信号) に従って動作するパラレル接続された四つのカウンタ C1~C4 と、被変調信号から復調されるべきデジタル信号の 1 ビット当たりの時間幅 (以下「ビット時間幅」という)  $T$  を周期とするタイミング信号 S1 を生成するタイミング生成回路 TM と、タイミング信号 S1 を  $T/4$  だけ遅延させたタイミング信号 S2 を生成する遅延器 D1 と、タイミング信号 S2 を  $T/4$  だけ遅延させたタイミング信号 S3 を生成する遅延器 D2 と、タイミング信号 S3 を  $T/4$  だけ遅延させたタイミング信号 S4 を生成する遅延器 D3 とを備えている。

## 【0052】

そして、各カウンタ  $C_i$  ( $i = 1 \sim 4$ ) は、それぞれタイミング信号  $S_i$  によりビット時間幅  $T$  毎にリセットされるように構成されている。つまり、各カウンタ C1~C4 は、図 2 に示すように、 $T/4$  ずつ異なったタイミングで動作し、いずれもビット時間幅  $T$  を周期として、そのビット時間幅  $T$  の間に被変調信号の

波数をカウントしたカウント値を出力する。

【0053】

また、復調器10は、カウンタC1～C4のリセット直前のカウント値を取り込み、その取り込んだカウント値に基づいて、復調されるべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミング信号Siを特定する同期タイミング設定部14と、同期タイミング設定部14にて特定されたタイミング信号Siにて動作するカウンタCiからのカウント値を、予め設定された判定しきい値と比較し、判定しきい値よりカウント値が大きければ信号レベル「0」、カウント値が小さければ信号レベル「1」と判定して、デジタル信号を生成するレベル判定手段としての符号判定部16とを備えている。

【0054】

なお、同期タイミング設定部14は、各カウンタCi毎に、判定しきい値より大きなカウント値についての平均値AV0と、判定しきい値より小さなカウント値についての平均値AV1とをそれぞれ求め、これら両平均値の差を判定値DAV(=AV0-AV1)とし、この判定値DAVが最大となるカウンタCiからのカウント値を符号判定部16に順次供給するように構成されている。つまり、このカウンタCiに供給されるタイミング信号Siを、ビット境界に同期したものとして特定する。

【0055】

このように構成された本実施形態の復調器10では、カウント部12を構成する四つのカウンタC1～C4が、1/4ビット時間幅T/4ずつ異なるタイミングで、それぞれビット時間幅T毎に被変調信号の波数をカウントし、同期タイミング設定部14が、そのカウント値に基づいて、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミング信号Siを特定する。そして、その特定されたタイミング信号Siで動作するカウンタCiからのカウント値を、判定しきい値と大小比較し信号レベルを判定することでデジタル信号を復元する。

【0056】

ここで、図2に示すタイミング図を用いて、本実施形態の復調器10の動作を具体的に説明する。但し、 $(F_0 + F_1) \cdot T = 12$ 、 $(F_0 - F_1) \cdot T = 6$

であり、符号判定部 1 6 で使用される判定しきい値は、中心周波数  $F_0$  に対する波数  $F_0 \cdot T$  に等しい「9」に設定されているものとする。また、ここでは、理解を容易にするために、タイミング信号  $S_1$  が、ビット境界と正確に一致しているものとし、また、ノイズの発生はないものとして説明する。

## 【 0 0 5 7 】

図 2 に示すように、復調すべきデジタル信号の信号レベルが各ビット毎に反転している場合には、各カウンタ  $C_1 \sim C_4$  からは、ビット時間幅  $T$  を有するカウント区間毎に、上述の (1) (2) 式にて求められるようなカウント値が得られ、具体的にカウンタ  $C_1$  ではカウント値「12」及び「6」、カウンタ  $C_2$  ではカウント値「11」及び「7」、カウンタ  $C_4$  ではカウント値「8」及び「10」が交互に得られ、カウンタ  $C_3$  ではカウント値「9」のみが得られる。

## 【 0 0 5 8 】

図示しないが、ビット境界で信号レベルが反転しない場合、カウンタ  $C_2 \sim C_4$  において、信号レベル「0」が連続するビット境界を跨いだカウント区間ではカウント値「12」、信号レベル「1」が連続するビット境界を跨いだカウント区間ではカウント値「6」が得られる。

## 【 0 0 5 9 】

また、信号レベル「0」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値は、カウンタ  $C_1$  では「12」のみであるが、カウンタ  $C_2$ 、 $C_4$  では「12」以外の値「11」や「10」が含まれる。また、信号レベル「1」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値は、カウンタ  $C_1$  では「6」のみであるが、カウンタ  $C_2$ 、 $C_4$  では「6」以外の値「7」や「8」が含まれる。なお、カウンタ  $C_3$  では、カウント値が常に「9」となるため、このような推定ができない。

## 【 0 0 6 0 】

従って、信号レベル「0」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値の平均値  $AV_0$  は、カウンタ  $C_1$  で最大 ( $AV_0 = 12$ ) となり、一方、信号レベル「1」に対応すると推定されるカウント区間でのカウント値の平均値  $AV_1$  は、カウンタ  $C_1$  で最小 ( $AV_1 = 6$ ) となる。

## 【 0 0 6 1 】

つまり、両平均値の差からなる判定値 $DAV (=AV0 - AV1)$ は、ビット境界に一致したタイミング信号 $S1$ にて動作するカウンタ $C1$ で最大となるため、同期タイミング設定部14では、カウンタ $C1$ （タイミング信号 $S1$ ）が選択され、そのカウント値が符号判定部16に供給される。

## 【 0 0 6 2 】

そして、符号判定部16では、予め設定された判定しきい値「9」により、同期タイミング設定部14が有効としたカウンタ $C1$ からのカウント値「12」「6」を、判定しきい値より大きなカウント値「12」は信号レベル「0」、判定しきい値より小さなカウント値「6」は信号レベル「1」と判定し、その判定した信号レベルによりデジタル信号を復元する。

## 【 0 0 6 3 】

この場合、カウンタ $C1$ からのカウント値と判定しきい値との差は「3」であり、ノイズなどの影響によるカウント値の変動が「 $\pm 2$ 」までの範囲であれば、被変調信号から元のデジタル信号に正しく復調することができる。

以上説明したように、本実施形態の復調器10は、互いに動作タイミングの異なるカウンタ $C1 \sim C4$ にて変調信号の波数をカウントし、そのカウント値に従って、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングを特定したり、復調すべきデジタル信号の信号レベルを判定するようにされており、アナログ回路を用いることなく構成されている。

## 【 0 0 6 4 】

また、本実施形態の復調器10は、被変調信号より周波数の高い信号を使用する必要がないため、アンテナ4からの受信信号（RF信号）を中間周波信号（IF信号）に変換することなく、そのまま復調することができる。

従って、本実施形態の復調器10によれば、LSIに内蔵することが可能なため小型化できるだけでなく、この復調器10を用いたFSK受信機2では、RF信号をIF信号に変換するための構成を省略できるため、FSK受信機を大幅に小型化、低コスト化できる。

## 【 0 0 6 5 】

ここで図3は、各カウンタC1～C4にてカウントされるカウント値の分布をシミュレーションにより求めた結果を示すグラフである。

但し、被変調信号の中心周波数 $F_0$ に対する周波数偏差 $\pm F_1$ を $F_1 = 15 \text{ kHz}$ 、復調すべきデジタル信号のビットレートを $10 \text{ kHz}$ （ビット時間幅 $T = 100 \mu\text{s}$ ）、ノイズレベルを $S/N = 10 \text{ dB}$ とし、500ビット分のデータを受信するものとした。また、図3（c）に示すように、カウンタC1～C4は、それぞれ $T/4 (= 25 \mu\text{s})$ ずつずれたタイミングでカウントを行い、また、最も同期したタイミングと実際のビット境界との同期ずれを $7.5 \mu\text{s}$ とした。

#### 【0066】

そして、図3（a）が、最も同期したタイミングで動作するカウンタC1でのカウント値の分布であり、図3（b）が、最も同期ずれしたタイミングで動作するカウンタC3でのカウント値の分布である。但し、横軸はカウント値と中心周波数に対する波数との差分を、縦軸はそのカウント値の度数を示す。

#### 【0067】

この分布に基づいて、判定値 $DAV (= AV_0 - AV_1)$ を、それぞれ算出すると、図3（a）の場合が $DAV = 2.81$ 、図3（b）の場合が $DAV = 2.87$ となり、同期ずれしたタイミングの方が大きくなる。つまり、同期タイミング設定部14での同期判定を誤ってしまう場合がある。

#### 【0068】

そこで、判定値として平均値差 $DAV$ を用いる代わりに、この平均値差 $DAV$ に、この平均値差 $DAV$ の算出に用いたデータ数 $n$ を乗じた値を判定値 $Dx (= n \times DAV)$ とし、この判定値 $Dx$ を用いて同期判定を行うように構成してもよい。この場合、図3（a）の場合が $Dx = 1383$ 、図3（b）の場合が $Dx = 917$ となるため、同期したタイミングを正しく特定することができる。

#### 【0069】

また、カウント値が中心周波数 $F_0$ に対する波数と等しくなる場合の度数が、予め設定された上限値以上である場合には、そのカウンタ（タイミング信号）を、判定値によらず、同期判定の対象から除外するようにしてもよい。

なお、カウンタ  $C_1 \sim C_4$  は、カウント区間の波数を漏れなくカウントする大きさ、即ち  $(F_0 + F_1) \cdot T + \alpha$  ( $\alpha$  はノイズによる変動分) のものを用いてもよいが、カウント値の最大値と最小値との差分を識別する大きさ、即ち  $2 \cdot F_1 \cdot T + \alpha$  程度のものを用いてもよい。

## 〔第 2 実施形態〕

次に第 2 実施形態について説明する。

### 【 0 0 7 0 】

本実施形態では、カウント部 1 2 を構成する各部の動作、及び同期タイミング設定部 1 4 での処理内容が第 1 実施形態とは一部異なるだけであるため、この相異なる部分を中心に説明する。

即ち、本実施形態において、タイミング生成回路 TM は、 $1/2$  ビット時間幅  $T/2$  を周期とするタイミング信号  $S_1$  を生成し、各遅延器  $D_j$  ( $j = 1 \sim 3$ ) は、それぞれタイミング信号  $S_j$  を  $T/8$  だけ遅延させたタイミング信号  $S_{j+1}$  を生成するように構成されている。

### 【 0 0 7 1 】

つまり、各カウンタ  $C_1 \sim C_4$  は、図 4 に示すように、 $T/8$  ずつずれたタイミングで動作し、いずれも  $T/2$  を周期として、その時間幅  $T/2$  の分割区間の間に被変調信号の波数をカウントしたカウント値を出力する。

そして、同期タイミング設定部 1 4 では、ビット時間幅  $T$  内で識別される 8 個のタイミングのそれぞれについて、同一カウンタ  $C_i$  の連続する二つの分割区間でのカウント値の加算値を求める。つまり、4 個のカウンタから、 $T/8$  ずつタイミングのずれた 8 種類のカウント区間 (区間長  $T$ ) についてのカウント値が得られることになる。

### 【 0 0 7 2 】

以下、第 1 実施形態の場合と同様に、各タイミング毎に、判定しきい値より大きな加算値の平均値  $AV_0$  と、判定しきい値より小さな加算値の平均値  $AV_1$  とをそれぞれ求め、これら両平均値の差を判定値  $DAV (= AV_0 - AV_1)$  とし、この判定値  $DAV$  が最大となるタイミングを特定する。そして、その特定されたタイミングに対応するカウンタ  $C_i$  からのカウント値に基づいて、特定されたタイミ

ング毎に上記加算値を求める。すると、符号判定部 1 6 が、その加算値を判定しきい値と比較して信号レベルを求めることによりデジタル信号を復元する。

#### 【 0 0 7 3 】

以上説明したように、本実施形態の復調器 1 0 では、アナログ回路を用いることなく構成されているため、第 1 実施形態のものと同様の効果を得ることができる。

また、本実施形態では、カウント部 1 2 を構成するカウンタの数を増やすことなく、カウント区間を増やすことができ、その結果、装置規模を増大させることなく、ビット境界との同期精度、ひいては符号判定部 1 6 における信号レベル判定の信頼性を向上させることができる。

#### 【 0 0 7 4 】

なお、本実施形態では、ビット時間幅 T を 2 分割した分割区間を設けたが、ビット時間幅 T を 3 分割以上した分割区間を設けてもよい。

また、分割区間を多数設けた場合には、一つのカウンタと符号判定部 1 6 とだけで復調器を構成し、各分割区間毎の信号レベルの判定結果を、そのまま復調されたデジタル信号として出力するようにしてもよい。

#### 〔第 3 実施形態〕

次に第 3 実施形態について説明する。

#### 【 0 0 7 5 】

本実施形態は、第 1 実施形態に、構成を一部追加したものであるため、第 1 実施形態と同じ構成部分については同一符号を付して説明を省略し、追加した構成を中心に説明する。

即ち、本実施形態の復調器 1 0 a は、図 5 に示すように、同期タイミング設定部 1 4 及び符号判定部 1 6 にて使用される判定しきい値の設定を行うしきい値設定部 1 8 と、カウント部 1 2 でのカウント結果から電波環境を推定し、その推定結果に従って各カウンタ C 1 ～ C 4 の動作を制御する電波環境推定部 2 0 とを備えている。

#### 【 0 0 7 6 】

このうち、しきい値設定部 1 8 は、カウンタ C 1 のカウント値の最大値及び最



小値を監視し、その最大値と最小値とから求めた両値の中間値を判定しきい値として設定し、同期タイミング設定部 1 4 及び符号判定部 1 6 に供給するように構成されている。

【 0 0 7 7 】

つまり、図 2 の場合を考えると、各カウンタ C 1 ～ C 4 は、どのようなタイミングで動作していても、ノイズの無い環境では、そのカウント値の最大値は「12」、最小値は「6」となるため、しきい値設定部 1 8 が設定する判定しきい値は、中心周波数  $F_0$  に対する波数  $F_0 \cdot T$  に等しい「9」となる。

【 0 0 7 8 】

一方、電波環境推定部 2 0 は、カウンタ C 1 のカウント値の最大値及び最小値を監視し、その最大値と最小値とからカウント値の変動幅（両値の差）を求め、その求めた変動幅が予め設定された停止判定値以上である場合には、第 1 停止指令を出力してカウンタ C 2 ～ C 4 を停止させ、また、電波環境の推定を行う必要がない状況にある場合には、第 2 停止指令を出力してカウンタ C 1 も停止させるように構成されている。

【 0 0 7 9 】

つまり、FSK 受信機 2 が受信する電波の電界強度が小さかったり、被変調信号の中心周波数  $F_0$  に近い周波数の妨害波が存在する場合、復調器に入力される受信信号（被変調信号）がその影響を受けることにより、カウンタ C 1 ～ C 4 のカウント値がばらつくため、このカウント値のばらつきから電波環境を推定できるのである。

【 0 0 8 0 】

例えば、図 2 の場合を考えると、ノイズの無い環境では、カウント値の変動幅は 6（＝12－6）となるため、この変動幅が 7 以上であればノイズ等の影響を受けていることがわかる。実際の停止判定値は、ノイズによる変動の許容分だけ、ノイズの無い環境における変動幅より大きな値に設定すればよい。

【 0 0 8 1 】

このように構成された本実施形態の復調器 1 0 a によれば、第 1 実施形態の復調器 1 0 と同様の効果が得られるだけでなく、装置の経年変化や送信側の発振器

の誤差等に対応して、常に判定しきい値が最適な状態（判定しきい値）に設定されるため、復調処理の信頼性を向上させることができる。

#### 【 0 0 8 2 】

また、本実施形態の復調器 1 0 a では、受信信号を正しく復調できない電波環境にあると推定されるときには、カウンタ C 1 ～ C 4 の動作を停止させ、無駄な電力消費を抑えるようにされている。従って、当該装置を電池動作をさせる場合には、より小さな容量の電池でも動作させることができ、また同じ電池であればより長時間に渡って動作させることができる。

#### 【 0 0 8 3 】

なお、本実施形態では、しきい値設定部 1 8 及び電波環境推定部 2 0 を同時に用いているが、いずれか一方のみを用いてもよい。

また、本実施形態において、しきい値設定部 1 8 は、カウンタ C 1 のカウント値に基づいて判定しきい値を設定するようにされているが、特に電波環境推定部 2 0 を設けない場合には、どのカウンタ C 1 ～ C 4 のカウント値を用いて設定してもよいし、全てのカウンタ C 1 ～ C 4 のカウント値の累積値や平均値等を用いて設定してもよい。

#### [第 4 実施形態]

次に第 4 実施形態について説明する。

#### 【 0 0 8 4 】

図 6 ( a ) は、本実施形態の復調器 1 0 b の構成を示すブロック図である。

図示のように、本実施形態の復調器 1 0 b は、当該復調器 1 0 b への入力信号、即ち F S K 変調された被変調信号の波数をカウントするカウンタ C 及びカウンタの動作タイミングを制御するためのタイミング信号を生成するタイミング切替制御手段としてのタイミング生成回路 T M b からなるカウント部 1 2 b と、カウンタ C のカウント値に基づいて、復調されるべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングを特定し、そのタイミングにてカウンタ C を動作させるようにタイミング生成回路 T M b を設定するタイミング設定手段としての同期タイミング設定部 1 4 b と、カウンタ C でのカウント値を判定しきい値と比較して信号レベルを判定することにより、デジタル信号を生成する符号判定部 1 6 とを備えて

いる。

【 0 0 8 5 】

このうち、タイミング生成回路 T M b は、タイミング信号により、カウンタ C の動作タイミングを、 $T$  又は  $T/4$  単位で制御できるように構成されている。以下では、カウンタ C のカウント動作がビット時間幅  $T$  だけ継続する区間をカウント区間、 $1/4$  ビット時間幅  $T/4$  だけ継続する区間を調整区間とよぶ。

【 0 0 8 6 】

そして、タイミング生成回路 T M b は、同期判定モードと復調動作モードとは、異なったタイミングでカウンタ C を動作させる。即ち、同期判定モードでは、図 7 に示すように、予め設定された規定回数（図 7 では 2 回）だけカウント期間が繰り返される毎に、1 回だけ調整期間が挿入されるようにカウンタ C を動作させる。

【 0 0 8 7 】

これにより、ビット時間幅  $T$  内で  $T/4$  ずつタイミングの異なるカウント区間のそれぞれについて規定回数分のカウント値を得ることができる。即ち、第 1 実施形態のカウンタ C 1 ~ C 4 から得られるものと同等のカウント値を、単一のカウンタ C により得ることができる。

【 0 0 8 8 】

そして、同期タイミング設定部 1 4 b では、カウンタ C からのカウント値を、タイミングの異なるカウント区間毎に分類して保持し、その保持したカウント値に基づいて、第 1 実施形態の同期タイミング設定部 1 4 と同様の方法で、ビット境界とほぼ一致するタイミングを特定し、そのタイミングをタイミング生成回路 T M b に通知する。

【 0 0 8 9 】

すると、タイミング生成回路 T M b は、復調動作モードに切り替わり、通知されたタイミングでカウンタ C がカウント動作を繰り返すようなタイミング信号を生成する。そして、符号判定部 1 6 では、復調動作モードで動作するカウンタ C からのカウント値に基づき、そのカウント値を判定しきい値と比較して信号レベルを判定することにより、デジタル信号を復調する。

## 【0090】

以上説明したように、本実施形態の復調器10bでは、同期判定に使用するカウント値の収集方法が第1実施形態のものとは異なるが、アナログ回路を用いることなく構成されているため、第1実施形態の復調器10と同様の効果を得ることができる。

## 【0091】

特に、本実施形態の復調器10bでは、単一のカウンタCにて複数のタイミングのカウント値を得るようにされているため、第1実施形態の場合と比較して、カウンタ部12bの構成を大幅に削減でき、より一層の小型化を図ることができる。

## 【0092】

なお、本実施形態では、同期判定に使用したカウンタCにて、復調用のカウント値も得るようにされているが、図6(b)に示す復調器10cのように、カウンタ部12cは、上述の同期判定モードでの動作をさせるカウンタCxと、上述の復調動作モードでの動作をさせるカウンタCyとを別々に備えるように構成してもよい。この場合、復調動作と同期判定とを並行して行うことができ、通信が長時間の渡るような場合でも、同期した状態を保ち続けることができる。

## 【0093】

以上、本発明のいくつかの実施形態について説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、様々な態様にて実施することが可能である。

例えば、上記実施形態では、本発明を、2値信号からなるデジタル信号を用いてFSK変調された被変調信号を復調する復調器に適用したが、多値FSK変調された被変調信号を復調する復調器に適用してもよい。

## 【0094】

また、2値信号からなるデジタル信号により、振幅が0%と100%に変調される振幅変調の一種であるOOK(On-Off Keying)変調は、ある周波数と直流とのFSK変調とも見なせるため、これについても適用可能である。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】 第1実施形態の復調器、及びその復調器を用いて構成したFSK受

信器の構成を示すブロック図である。

【図 2】 第 1 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

。

【図 3】 同期判定に使用するデータをシミュレーションにより求めた結果を示すグラフ、及びシミュレーションの条件を示す説明図である。

【図 4】 第 2 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

。

【図 5】 第 3 実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図 6】 第 4 実施形態及び他の実施形態の復調器の構成を示すブロック図である。

【図 7】 第 4 実施形態の復調器の動作を説明するためのタイミング図である。

。

【図 8】 カウント値の分布を示す説明図である。

【図 9】 カウント区間のタイミングとカウント値との関係を示す説明図である。

【図 10】 一般的な F S K 受信機の構成を示すブロック図である。

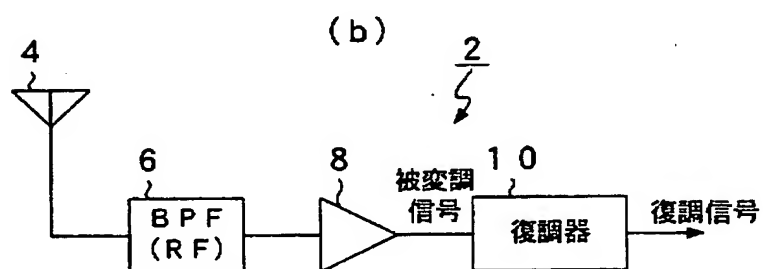
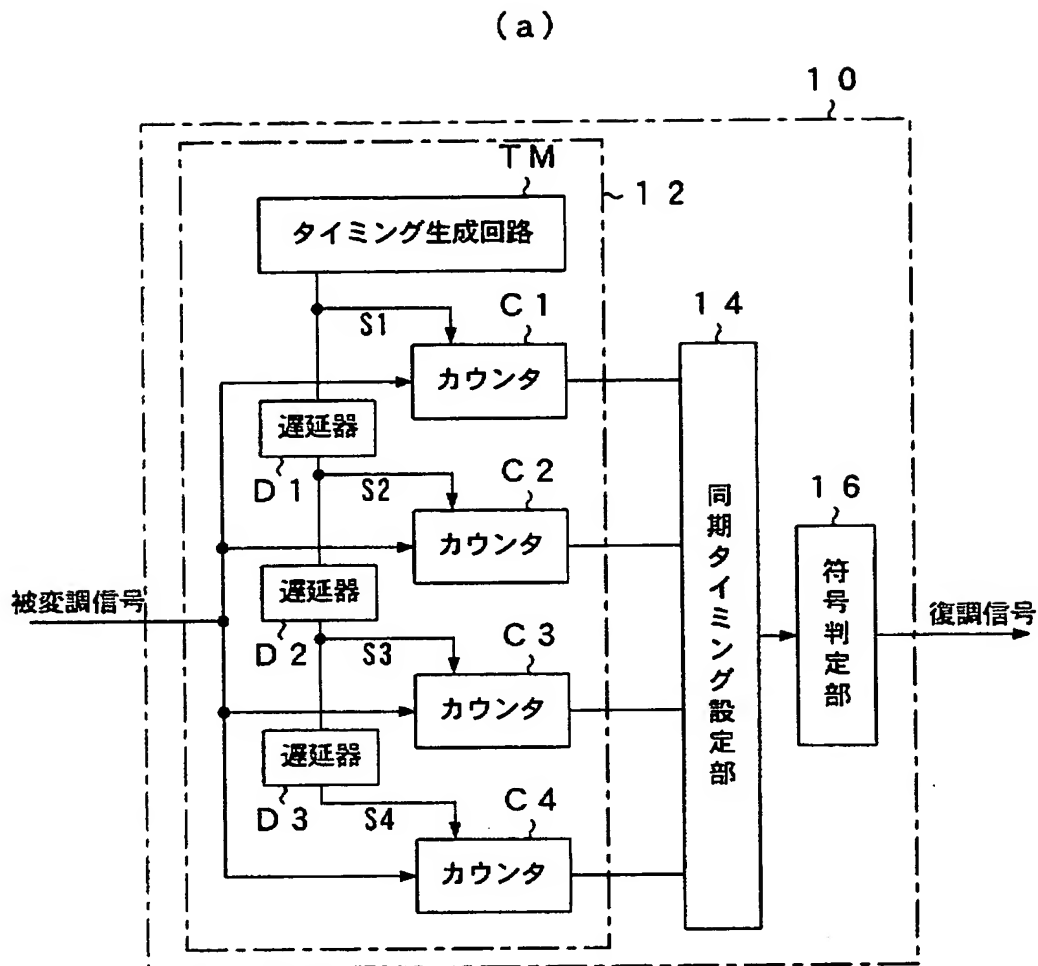
【図 11】 従来装置の構成、及びその動作を示す説明図である。

#### 【符号の説明】

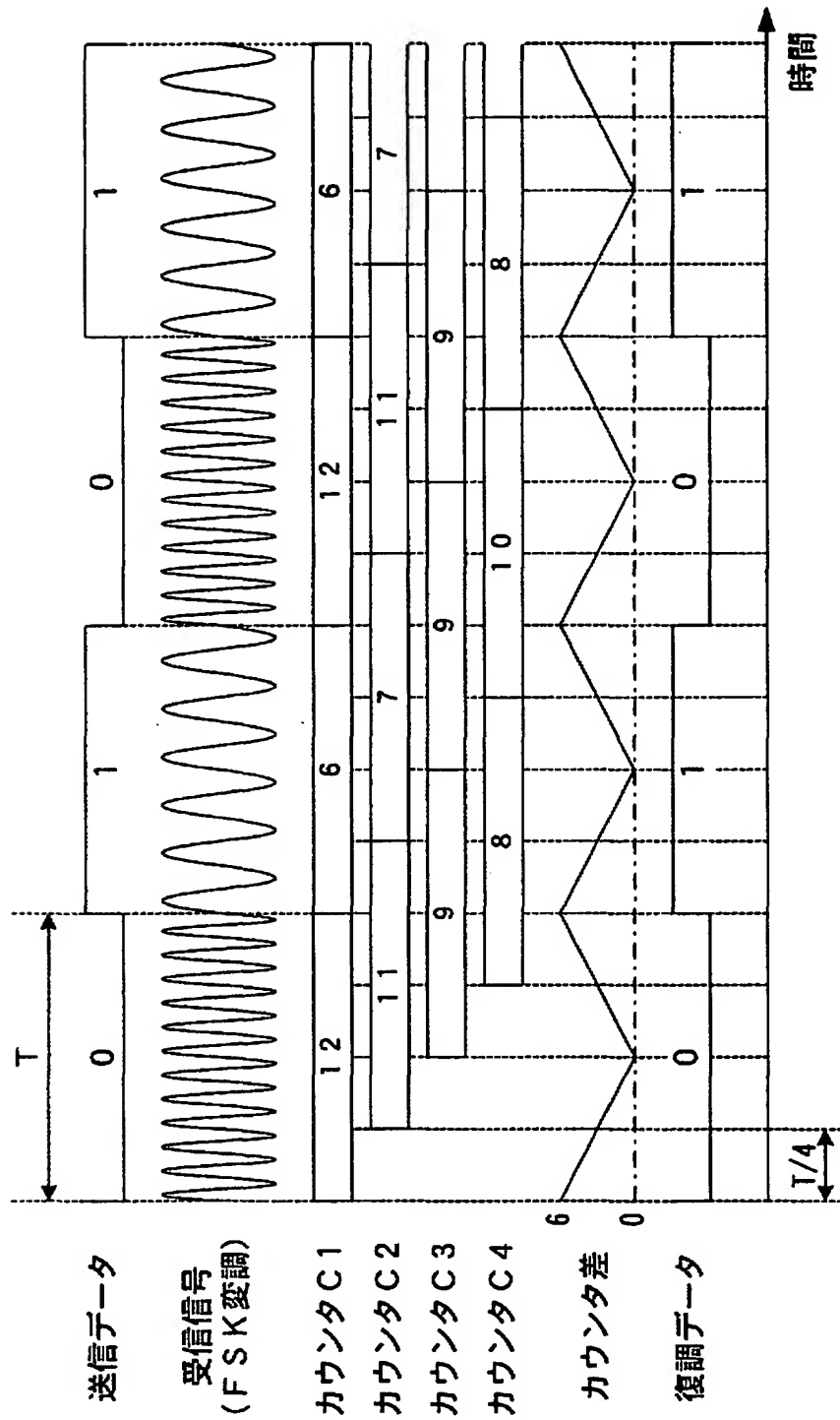
2 … F S K 受信機、4 … アンテナ、8 … R F 増幅器、10, 10 a, 10 b, 10 c … 復調器、12, 12 b, 12 c … カウント部、14, 14 b … 同期タイミング設定部、16 … 符号判定部、18 … しきい値設定部、20 … 電波環境推定部、C, C1 ~ C4, Cx, Cy … カウンタ、D1 ~ D3 … 遅延器、TM, TM b … タイミング生成回路。

【書類名】 図面

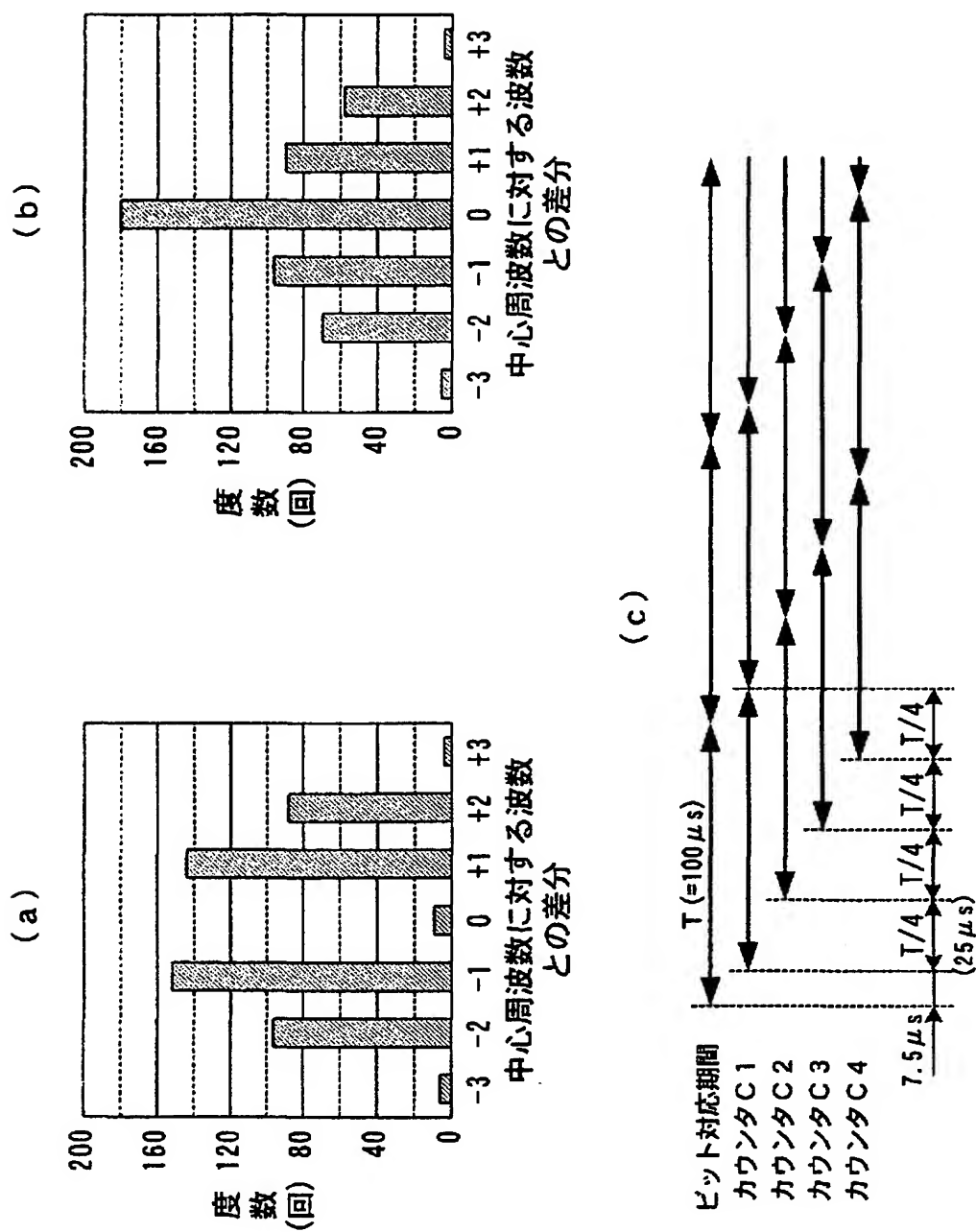
【図 1】



【図 2】

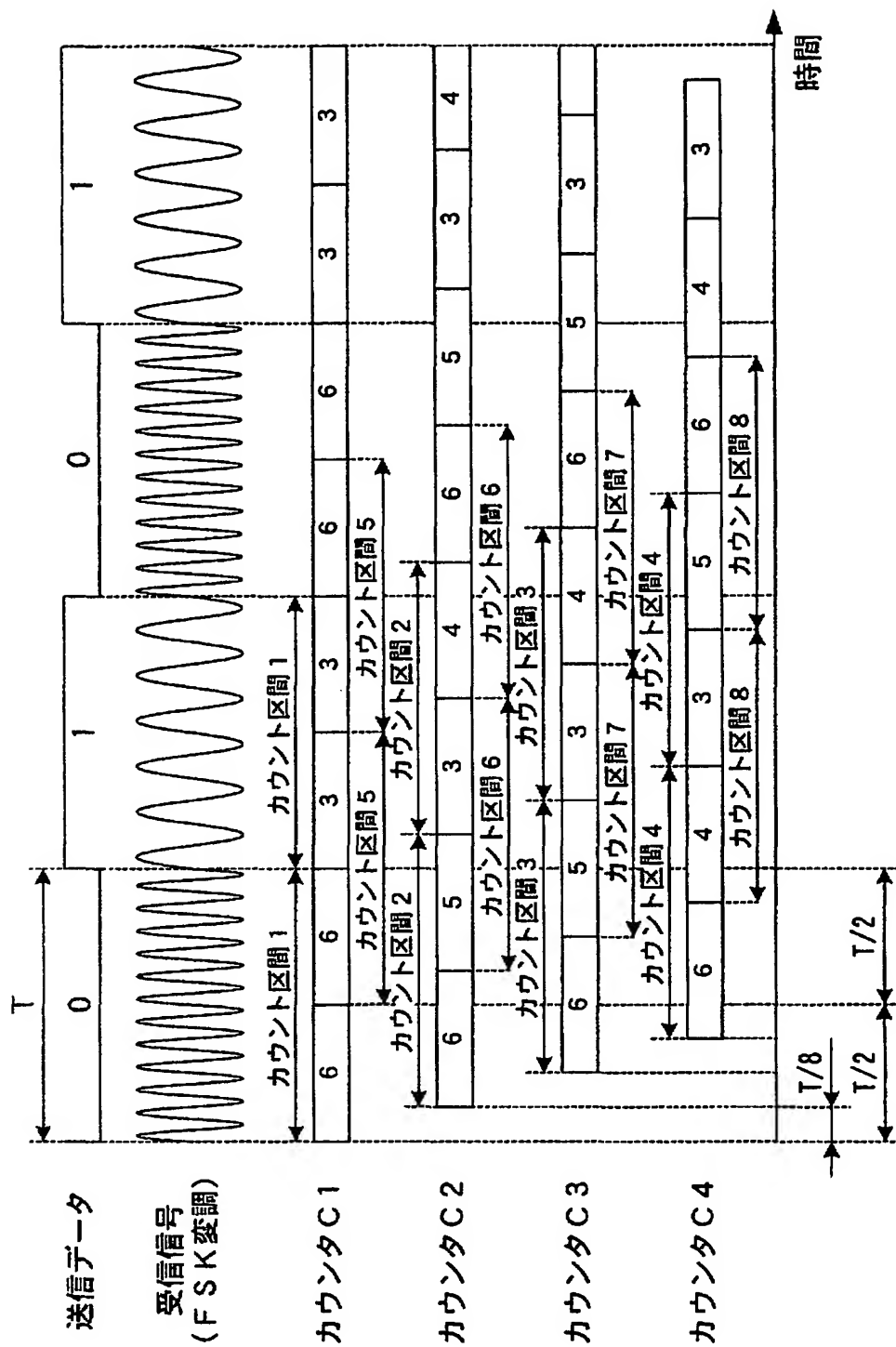


【図 3】

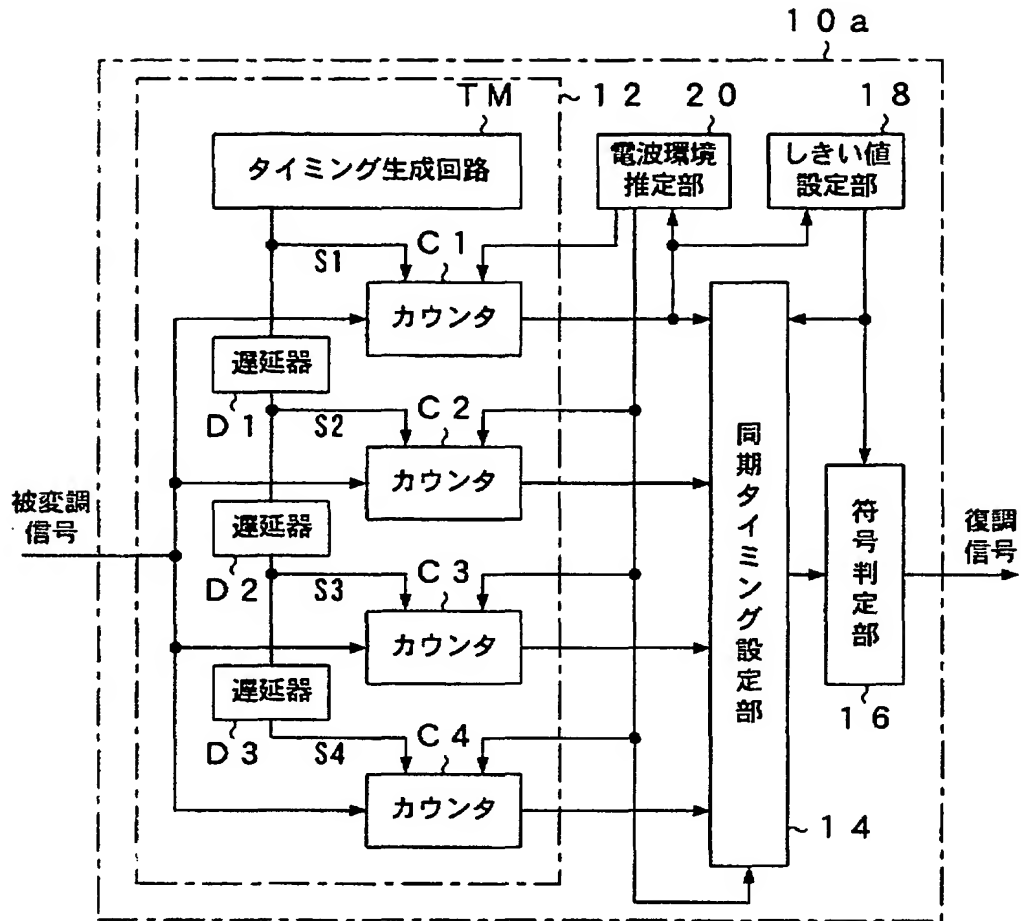




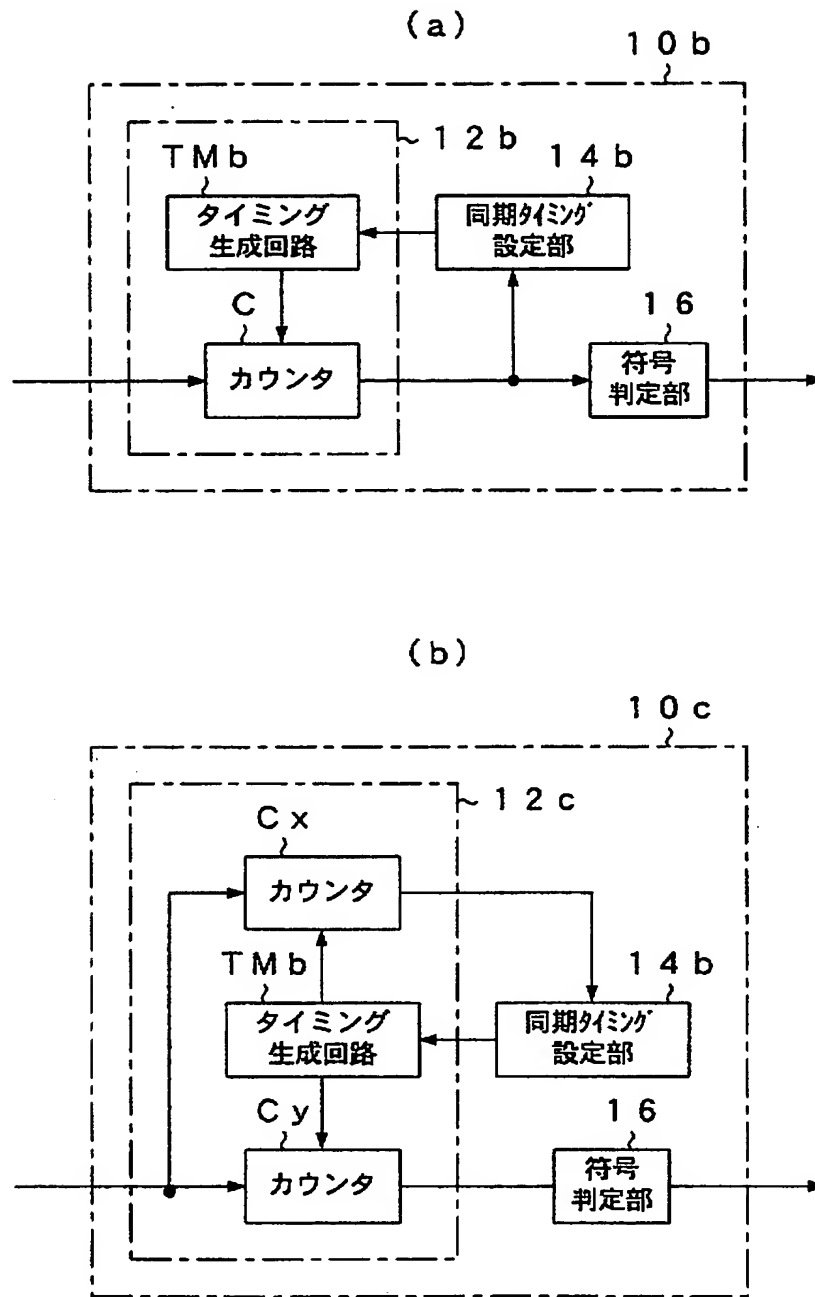
【図 4】



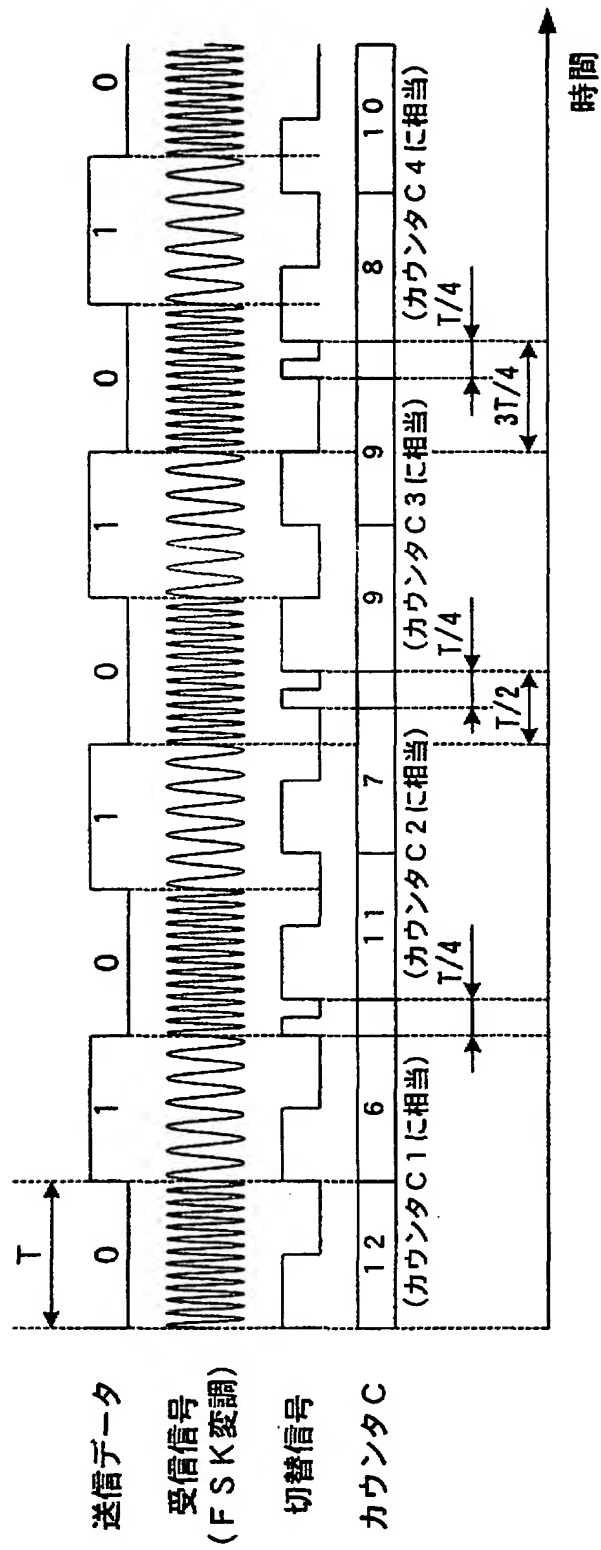
【図 5】



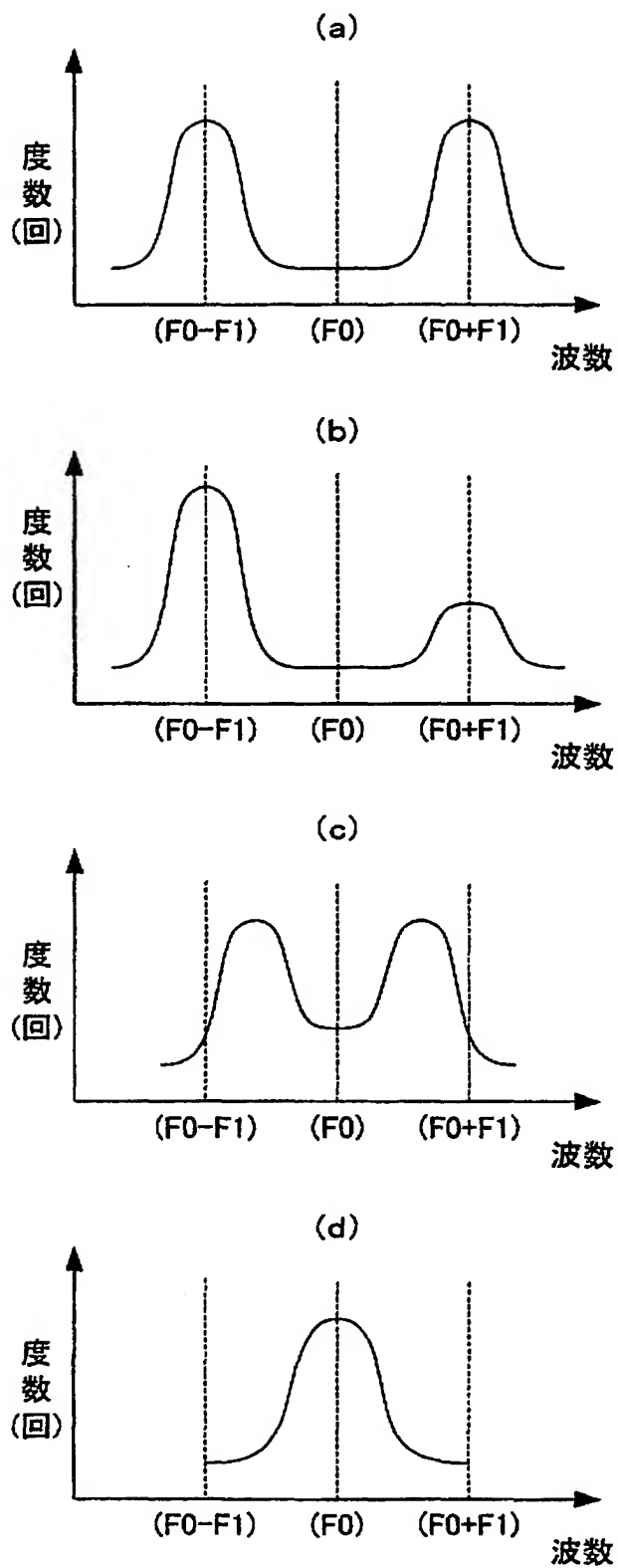
【図 6】



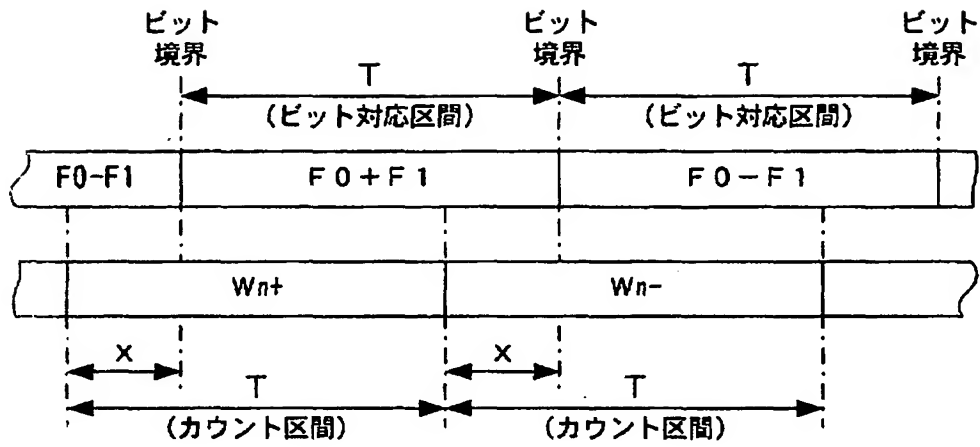
【图7】



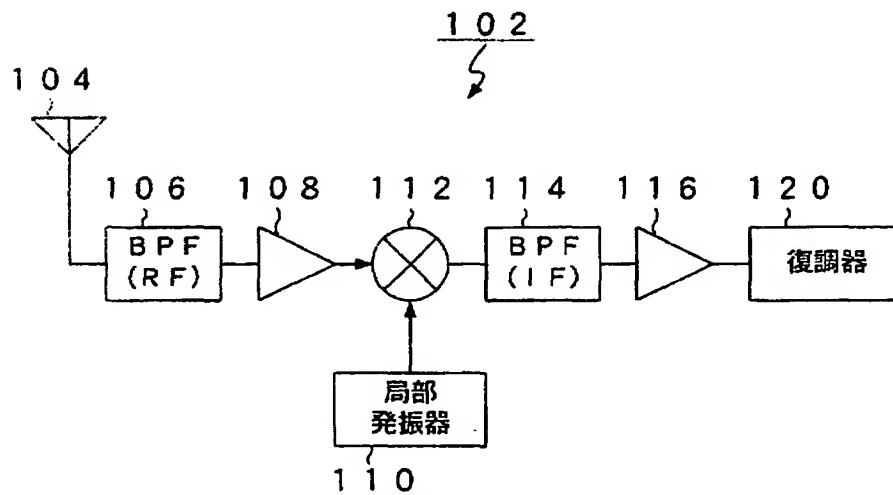
【図 8】



【図9】

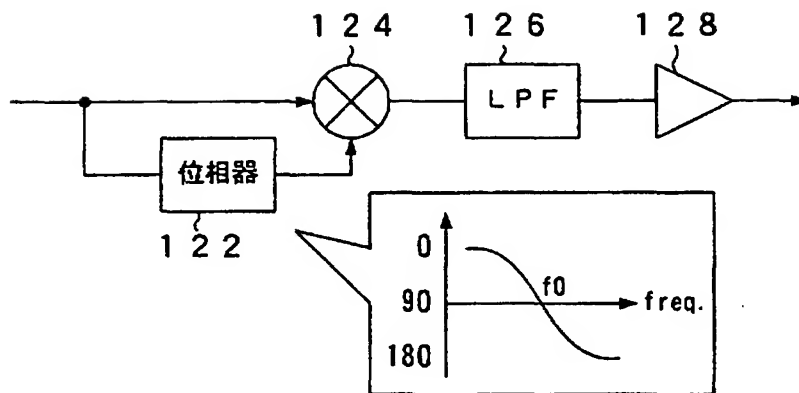


【図10】

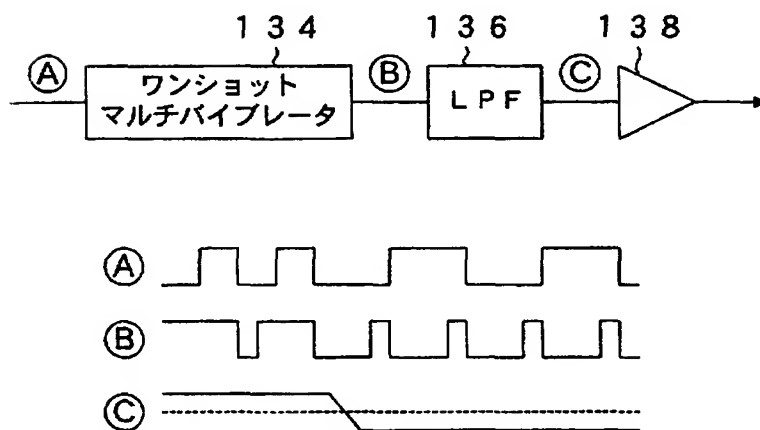


【図 11】

(a)



(b)



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 アナログ回路を必要とせず、F S K受信機の構成を簡略化可能な復調方法及び復調器を提供する。

【解決手段】 カウント部12を構成する四つのカウンタC1～C4が、 $1/4$ ビット時間幅 $T/4$ ずつ異なるタイミングで、それぞれビット時間幅 $T$ 毎に被変調信号の波数をカウントする。そのカウント値に基づいて、判定しきい値（図では「9」）より大きなカウント値についての平均値 $AV0$ と、判定しきい値より小さなカウント値についての平均値 $AV1$ とを求め、その差を判定値 $DAV (= AV0 - AV1)$ とし、この判定値 $DAV$ が最大となるカウンタ $C_i$ を、復調すべきデジタル信号のビット境界に同期したタイミングで動作しているものとして特定する。その特定されたカウンタ $C_i$ からのカウント値を、判定しきい値と大小比較して信号レベルを判定し、デジタル信号を復元する。

【選択図】 図2



出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日 1996年10月 8日  
[変更理由] 名称変更  
住 所 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地  
氏 名 株式会社デンソー